

위상이동 방식을 적용한 CICDR-TL(Coupled Inductor Current Doubler Rectifier-Three Level) DC/DC 컨버터에 관한 연구

이동현*, 김용*, 배진용*, 김필수*
*동국대학교, **대림대학

A study on the CICDR-TL(Coupled Inductor Current Doubler Rectifier-Three Level) DC/DC Converter with Phase Shift Control

Dong-Hyun Lee*, Jin-Yong Bae*, Yong Kim*, Pill-Soo Kim**
*Dongguk University, **Daelim College

Abstract - The paper proposes the coupled inductor rectifier of Three Level DC/DC converter. CICDR-TL(Coupled Inductor Current Doubler Rectifier-Three Level) achieves Zero Voltage Switching (ZVS) for the switches in a wide load range and Zero Current Switching (ZCS) in a light load range. Advantages and disadvantages of this topology compared to the conventional Center Tapped TL Converter are discussed. Experimental evaluation results obtained on a 27V 60A DC/DC converter prototype for the 1.8kW 40kHz IGBT based experimental circuit.

1. 서 론

최근 입력 전압의 승압화와 입력단 역률 개선 컨버터의 적용으로 기존의 풀브리지 컨버터는 스위칭 소자의 전압 정격 상승, 스위칭 손실의 증가 및 스위칭 주파수의 한계로 인해 고효율을 이루기 어려우며, 이러한 문제점의 해결을 위해 TL(Three Level) 컨버터에 대한 연구가 진행중이다. TL 컨버터는 스위치 전압 스트레스가 저감되는 장점을 가지고 있기 때문에 고전압, 대전력 분야에서 많은 주목을 받고 있으며, 최근 효율의 증가와 무게 및 부피를 개선한 여러 소프트 스위칭 TL 컨버터가 제안되었다.[1-5] 위상이동 방식을 이용한 ZVS Three-Level 컨버터는 회로의 누설 인덕터와 스위치 기생 커패시터 사이의 공진 현상을 이용하기 때문에 별도의 부품을 추가하지 않고도 영전압 스위칭(ZVS)이 가능하다는 장점을 가지고 있으나 경부하에서는 누설인덕터에 저장된 에너지의 감소로 스위칭 손실이 증가되는 단점을 지니고 있다.[1-4] 제안된 CICDR-TL 컨버터는 기존의 TL 컨버터가 지닌 문제점을 해결함과 동시에 넓은 부하영역에서 영전압 스위칭(ZVS)이 가능하며 경부하시에 안정적인 영전류 스위칭(ZCS) 동작을 함으로써 특히 경부하시 효율 향상을 이룰 수 있었다.

2. 본 론

2.1 기존의 Three Level 컨버터

그림 1은 기존의 Three Level 컨버터의 회로를 나타낸다. 주 스위치의 안정적인 영전압 스위칭 동작을 위하여 고주파 변압기의 누설 인덕터가 저장하는 에너지가 스위치 커패시터와 고주파 변압기의 기생 커패시터를 충·방전할 수 있도록 설계하여야 하며, 누설 인덕터에 저장된 에너지가 식(1)을 만족할 때 실제적인 ZVS 동작이 이루어진다.[1-3]

$$\frac{1}{2} L_{lk} I_{lk}^2 > \frac{4}{3} C_{mos} \left(\frac{V_{in}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} C_u \left(\frac{V_{in}}{2} \right)^2 \quad (1)$$

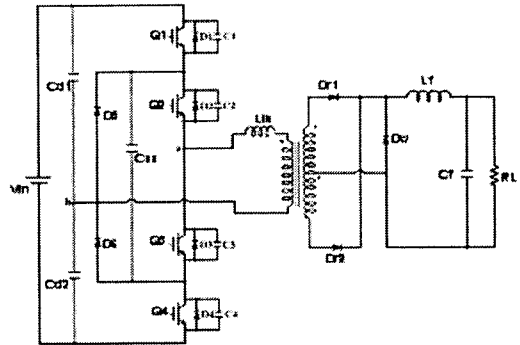


그림 1. 기존의 Three Level 컨버터 회로

여기서, C_{mos} : 일반적인 스위치 커패시터
 C_u : 고주파 변압기의 권선간 커패시터 (기생 커패시터)

일반적으로 안정한 영전압 스위칭 동작 영역을 확보하기 위해서는 누설 인덕턴스(L_{lk})를 증가시키거나 또는 고주파 변압기와 직렬로 인덕터를 삽입하는 방법이 사용된다. 그러나 이러한 방법은 유효 듀티 사이클을 감소시키며, 누설 인덕터에 축적된 에너지와 1차측으로 반영된 출력측 평활용 인덕터의 에너지가 환류하는 구간이 발생되어 컨버터의 도통손실이 증가하며, 고주파 변압기의 이용률이 낮아지는 단점을 지니게 된다. 또한 기존의 ZVS Three Level 컨버터는 특정 부하영역에서 ZVS 조건을 잃는다. 따라서 ZVS 동작을 할 수 있는 1차측 임계 전류는 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.[1-2]

$$i_{crit} = \frac{V_{in}}{2} \sqrt{\frac{2}{L_{lk}} \left\{ \frac{4}{3} C_{mos} \left(\frac{V_{in}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} C_u \left(\frac{V_{in}}{2} \right)^2 \right\}} \quad (2)$$

2.2 제안된 CICDR-TL 컨버터

그림 2은 제안된 CICDR-TL 컨버터를 나타낸다. 기존의 CDR(Current Doubler Rectifier) 방식은 2차단에 2개의 독립된 인덕터를 사용하므로, 출력 전류의 리플이 작게되는 장점이 있었으나, 경부하시와 전부하시의 효율 향상에 비하여 중부하 영역에서의 효율 저하가 크기 때문에 전체적인 효율이 떨어진다는 단점을 가지고 있다.[4] 제안된 컨버터는 1차단을 Three Level 결선하고 2차단에는 결합 인덕터를 이용한 Current Doubler 정류 방식을 적용하여 스위치 전압 스트레스가 저감되고, 넓은 부하영역에서 ZVS 동작을 하며, 경부하시 변압기 1차단의 환류 전류를 신속히 저장시키므로 영전압 영전류 스위칭(ZVZCS) 동작을 하는 장점을 지닌다.

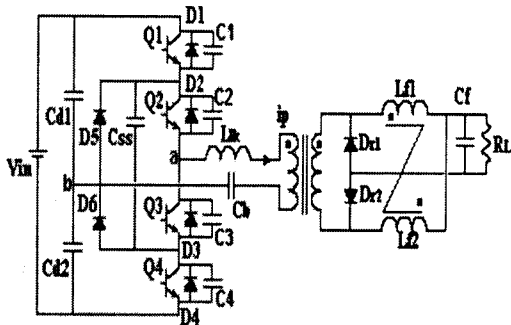


그림 2. 제안된 CICDR-TL 컨버터 회로

그림 3과 그림 4는 제안된 CICDR-TL 컨버터의 이론적인 파형과 모드별 동작을 나타낸다.

모드별 정상상태 해석을 위해서 다음과 같이 가정한다.

- 1) 모든 소자는 이상적이다.
- 2) 출력측 결합인덕터 L_{f1} 과 L_{f2} 의 인덕턴스 크기는 같고 누설 인덕턴스 L_{lk} 에 비해 충분히 크다.
- 3) 입력 커패시터 C_{d1} 과 C_{d2} 의 크기는 같으며, V_{Cd1} 과 V_{Cd2} 는 $V_{in}/2$ 이 인가된다.
- 4) 출력단 결합인덕터는 변압기 1차측 누설인덕턴스 L_{lk} 보다 충분히 큰 값이고, 흐르는 전류는 일정하다.
- 5) 출력측 평활용 커패시터는 충분히 큰 값이며, 스위칭 기간동안 출력 전압은 일정하다.

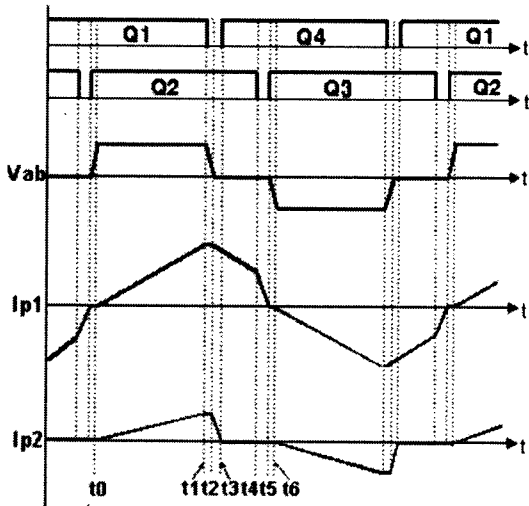
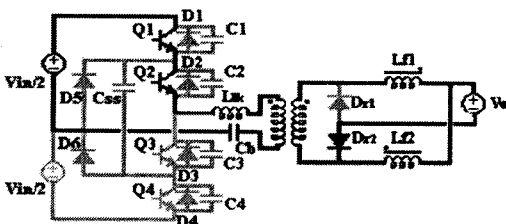
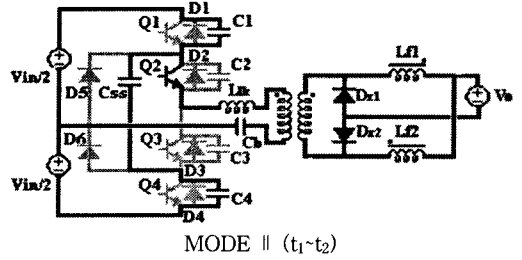


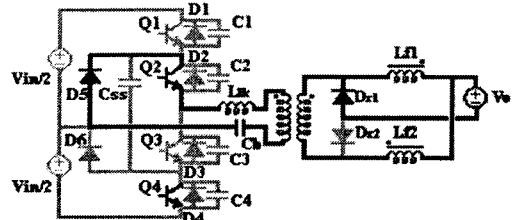
그림 3 제안된 회로의 이론적인 각부 파형
 i_{p1} :중부하시, i_{p2} :경부하시



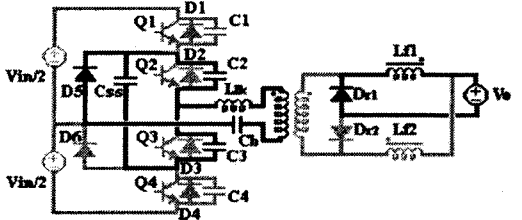
MODE I ($t_0 \sim t_1$)



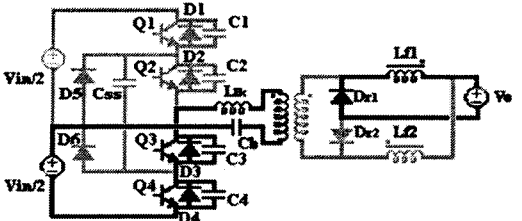
MODE II ($t_1 \sim t_2$)



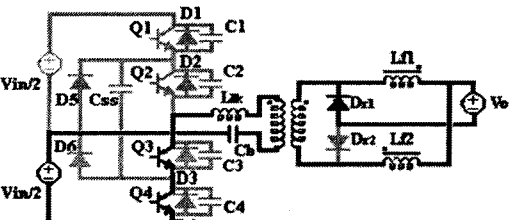
MODE III ($t_2 \sim t_3$) MODE III ($t_3 \sim t_4$)



MODE V ($t_4 \sim t_5$)



MODE VI ($t_5 \sim t_6$)



AFTER MODE VI ($t_6 \sim$)

그림 4. 제안된 컨버터의 모드별 동작

- 1) 모드 I : $t_0 \leq t \leq t_1$
스위치 Q_1 과 Q_2 의 턴온시 입력 전력이 출력측으로 전달되고, 주 전력은 변압기, 2차측 결합 인덕터 L_{f1} 과 정류 다이오드 D_{d2} 를 통해 흐르고, 동시에 결합 인덕터 L_{f2} 의 에너지는 정류 다이오드를 통해 부하로 방전된다. 이 때 변압기 1차측 전류(i_p)와 결합 인덕터에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_p(t) = i_{L_{f1}}(t)/n \quad (3)$$

$$i_{L1}(t) = I(t_0) + \frac{V_{\infty} - V_0}{L_f} (t - t_0) \quad (4)$$

$$i_{L2}(t) = I_{L2}(t_0) + \frac{V_0}{L_f} (t - t_0) \quad (5)$$

여기서, n : 변압기 권선비

$I_{L1}(t_0)$: t_0 에서 출력필터 L_{f1} 의 전류

$I_{L2}(t_0)$: t_0 에서 출력필터 L_{f2} 의 전류

2) 모드 II : $t_1 \leq t \leq t_2$

모드 I에서 스위치 Q_1 이 턴오프되면 변압기 1차측에 흐르는 전류는 변압기의 1차측 누설 인덕턴스에 의하여 계속적인 흐름을 유지하려 한다. 따라서 스위치 Q_4 의 커패시터를 방전시키고, 내장 다이오드를 도통시키므로, 스위치 Q_4 는 영전압 스위칭이 된다. 이 때 스위치 Q_1 과 스위치 Q_4 의 전압은 다음과 같다.

$$V_{Q1}(t) = \frac{I_p(t_1)}{2C_1} (t - t_1) \quad (5)$$

$$V_{Q4}(t) = \frac{V_{\infty}}{2} - \frac{I_p(t_1)}{2C_4} (t - t_1) \quad (6)$$

여기서, $I_p(t_1)$: t_1 에서 변압기 1차측 전류

3) 모드 III, 모드 IV : $t_2 \leq t \leq t_4$

스위치 Q_4 가 영전압 스위칭 조건에서 턴온되고 동시에 변압기 1차측에 흐르는 전류는 Three Level 다이오드 (D_5)를 통하여 계속적인 흐름을 유지한다. 1차측에서 2차측으로 전달되는 전력이 감소로 인해 다이오드 D_{R1} 이 도통된다. 이 때 결합 인덕터에 흐르는 전류는 식(7)과 같다.

$$i_{L_f}(t) = I_{L_f}(t_2) - \frac{V_0}{L_f} (t - t_2) \quad (7)$$

여기서, $I_{L_f}(t_2)$: t_2 에서 출력필터 L_f 의 전류

4) 모드 V : $t_4 \leq t \leq t_5$

스위치 Q_2 가 턴오프되는 변압기의 1차측 전류는 스위치 Q_2 의 커패시터를 충전시키며, 스위치 Q_3 의 커패시터에 충전된 에너지는 Flying 커패시터 C_{ss} 를 통해 방전된다. 이 때 스위치 Q_1 과 스위치 Q_4 의 전압은 다음과 같다.

$$V_{Q2}(t) = \frac{I_p(t_4)}{2C_2} (t - t_4) \quad (9)$$

$$V_{Q3}(t) = \frac{V_{\infty}}{2} - \frac{I_p(t_4)}{2C_3} (t - t_4) \quad (10)$$

여기서, $I_p(t_4)$: t_4 에서 변압기 1차측 전류

5) 모드 VI : $t_5 \leq t \leq t_6$

스위치 Q_3 가 영전압 스위칭 조건에서 턴온되고, 변압기 1차측 전류 i_p 는 선형적으로 감소되며, t_5 에서 이 전류는 0으로 된다. 이 때 변압기 1차측 전류는 식(11)로 나타낼 수 있다.

$$i_p = -i_{L2}/n \quad (11)$$

6) 모드 VII 이후

스위치 Q_3 과 Q_4 의 도통으로 입력 전력이 출력측으로 전달되며, 나머지 반주기는 상기의 과정과 동일하다.

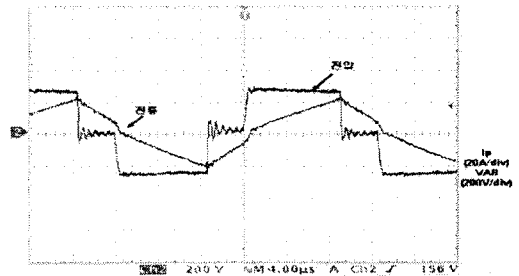
2.3 실험결과

제안된 방식의 타당성을 검증하기 위하여 40kHz, 1.8kW DC/DC CICDR-TL 컨버터를 제작하여 실험하였다.

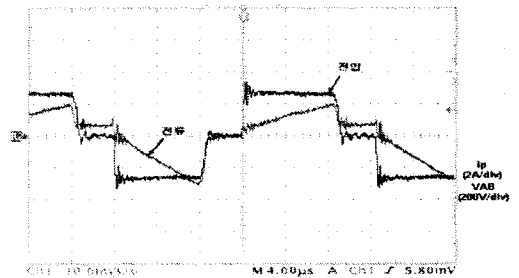
표 1은 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터 값을 나타낸다.

표 1. 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터

입력전압	500 V
출력전압	27 V
최대출력	1.8 kW
주 변압기	EC40, TDK (10 : 8)
Flying 커패시터	470 uF
주 스위치	FM2G50US60, FAIRCHILD IGBT, 600V/ 50A
1차측 다이오드	DEXI 2X6L, IXYS
2차측 정류 다이오드	KSF30A40B, NI
2차측 출력 인덕터	111.27 uH
출력단 커패시터	2700 uF
스위칭 주파수	40 kHz

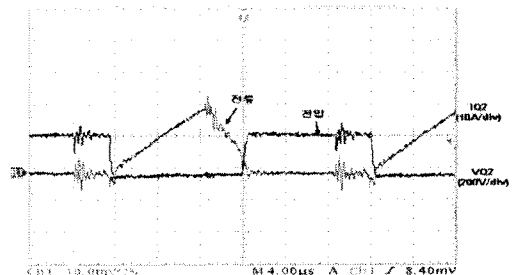


(a) 전부하시 (100% 부하시)

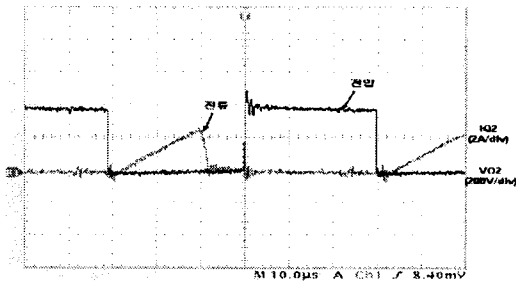


(b) 경부하시 (5% 부하시)

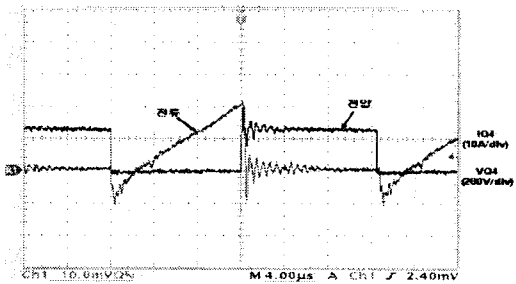
그림 5. 변압기 1차측 전압 및 전류



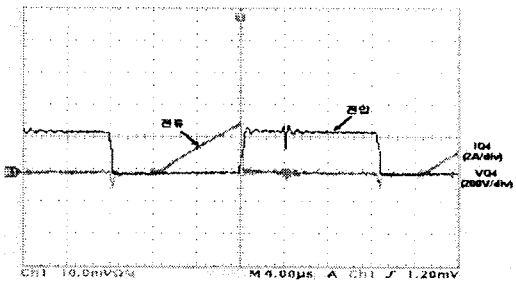
(a) 전부하시 (100% 부하시)



(b) 경부하시 (5% 부하시)
 그림 6. 스위치 Q₂ 전압 및 전류



(a) 전부하시 (100% 부하시)



(b) 경부하시 (5% 부하시)
 그림 7. 스위치 Q₄ 전압 및 전류

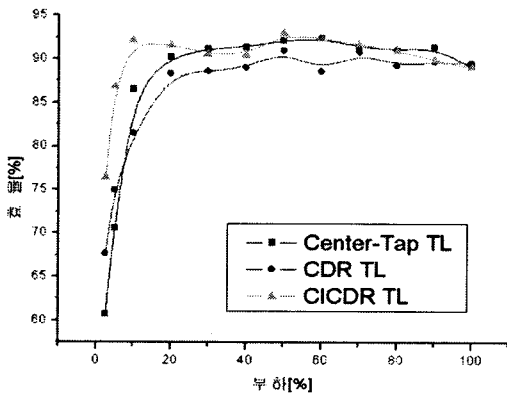


그림 8. 효율 비교

그림 5는 전부하(100%부하) 및 경부하(5%부하)에서 제안된 CICDR-TL 컨버터의 변압기 1차측 전압 및 전류 파형을 나타내며, 전부하에 비하여 경부하에서 변압기 환류 구간의 전류가 현저히 감소됨을 알 수 있다.

그림 6은 스위치 Q₁의 전압 및 전류 파형을 나타내며, 전 부하영역에 걸쳐 영전압 스위칭(ZVS)이 됨을 확인할 수 있으며, 경부하에서 영전류 스위칭(ZCS)이 되어 경부하시 스위칭 손실이 저감됨을 알 수 있다.

그림 7은 스위치 Q₄의 전압 및 전류 파형을 나타내며, 전 부하영역에서 안정하게 영전압 스위칭(ZVS)됨을 알 수 있다.

그림 8은 정류 방식에 따른 Three-Level 컨버터의 효율을 비교한 것으로 전력 분석계 Voltech PM3000A로 입·출력 전압 및 전류를 실측하여 계산한 결과이다.

일반적으로 센터탭(Center-Tap) 정류 방식에 비하여 제안된 CDR(Current Doubler Rectifier)이 경부하시 향상된 효율을 지님을 알 수 있으며, 제안된 CICDR(Coupled Inductor Current Doubler Rectifier)이 전 부하영역에 걸쳐서 우수한 효율 특성을 지니고 있음을 알 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 2차측에 결합 인덕터를 이용한 CICDR-TL(Coupled Inductor Current Doubler Rectifier-Three Level) 컨버터를 제안하였다. 1차측은 Three Level 결선을 하고 여기에 위상이동 스위칭 방법을 적용하며 플라잉 커패시터(C_{SS})에 의하여 스위칭 Q₁과 Q₄를 영전압 스위칭 한다. 또한 2차측에는 결합 인덕터를 이용한 CDR(Current Double Rectifier)을 적용함으로써, 경부하시 스위치 Q₂와 Q₃의 영전류 스위칭이 가능하였다. 제안한 컨버터는 기존의 Three Level 컨버터 비하여 경부하시 개선된 효율을 지니며, 동시에 전 부하영역에 걸쳐서 우수한 특성을 보인다. 또한 추가로 손실성 소자나 능동 스위칭 소자를 필요로 하지 않으므로 제작이 편리하고 비교적 높은 효율을 얻을 수 있으므로 고전압·대전력 응용분야에 적합하리라 생각된다.

[참 고 문 헌]

- [1]F.Canales, J.M.Burdio, F.C.Lee, "A zero voltage switching three-level DC/DC converter", Telecommunications Energy Conference, pp.512~517, 2000.
- [2]배진용, 김용, 백수현, 김필수, 권순도, "2차측 결합인덕터를 이용한 ZVZCS Three Level DC/DC 컨버터에 관한 연구", 대한전기학회 논문지, pp. 258~265, 2002.
- [3]F.Canales, P.M.Barbosa, and F.C.Lee, "A Zero Voltage and Zero Current Switching Three Level DC/DC Converter", Proceedings of The APEC'2000, pp.314~315, Feb. 2000.
- [4]Xinbo Ruan, Bin Li, Jinzhong Li, "Zero-Voltage-Switching PWM Three-Level Converter with Current-Doubler Rectifier", Proceedings of The APEC'2002, pp.981~987 vol.2, March 2002.
- [5]Huber, L.; Jovanovic, M.M., "Forward converter with current-doubler rectifier: analysis, design, and evaluation results", Proceedings of The APEC'1997, pp.605~611 vol 2, Feb. 1997.